

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

22.12.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2 0 0 3 年 1 1 月 2 5 日

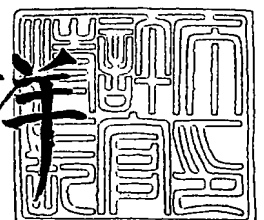
出 願 番 号  
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 3 9 4 6 8 5  
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 3 9 4 6 8 5]

出 願 人  
Applicant(s): 松下電工株式会社

2 0 0 5 年 2 月 1 0 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小 川 洋



【書類名】 特許願  
【整理番号】 03P02807  
【提出日】 平成15年11月25日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H01J 65/04  
H05B 41/24

【発明者】  
【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地 松下電工株式会社内  
【氏名】 牧村 紳司

【発明者】  
【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地 松下電工株式会社内  
【氏名】 城戸 大志

【発明者】  
【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地 松下電工株式会社内  
【氏名】 増本 進吾

【特許出願人】  
【識別番号】 000005832  
【氏名又は名称】 松下電工株式会社

【代理人】  
【識別番号】 100087767  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 西川 恵清  
【電話番号】 06-6345-7777

【選任した代理人】  
【識別番号】 100085604  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 森 厚夫

【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 053420  
【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】  
【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【包括委任状番号】 9004844

**【書類名】 特許請求の範囲****【請求項 1】**

高周波でスイッチングされる 1 乃至複数のスイッチング素子並びに共振回路を具備し直流電力を高周波電力に変換して無電極放電灯に近接配置された誘導コイルに供給する電力変換回路と、スイッチング素子をスイッチングさせる駆動信号を出力する駆動回路と、誘導コイルに印加される高周波電圧を検出する電圧検出回路と、駆動回路を制御して駆動信号の周波数を徐々に増加又は減少させることにより誘導コイルの印加電圧を漸増させて無電極放電灯を始動する始動回路と、共振回路に流れる共振電流を検出する電流検出回路と、電流検出回路の検出電流を参照して電力変換回路が出力する高周波電力が所望のレベルとなるように駆動回路を制御して駆動信号の周波数を変化させる制御回路とを備え、駆動回路は、始動回路が出力する第 1 の制御出力と、制御回路が出力する第 2 の制御出力とを加算した制御出力に応じて駆動信号の周波数を変化させることを特徴とする無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 2】**

無電極放電灯の始動点灯後に駆動信号の周波数を、始動回路により駆動信号の周波数を増加又は減少させる向きと逆向きにシフトする周波数シフト手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 3】**

周波数シフト手段は、シフト後の周波数を、始動回路における駆動信号の周波数の増加又は減少を開始するときの周波数と無電極放電灯の始動点灯直後における駆動信号の周波数との間に設定することを特徴とする請求項 2 記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 4】**

制御回路は、電流検出回路の検出値と所定の基準値の差分を増幅して第 2 の制御出力とする差動増幅器と、差動増幅器の検出値が入力される入力端と第 2 の制御出力が出力される出力端の間に接続される積分回路とを具備し、積分回路の時定数を、電力変換回路による高周波電力の出力が開始されてから無電極放電灯が始動点灯するまでに要する時間よりも大きくしたことを特徴とする請求項 1 記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 5】**

制御回路は、電流検出回路の検出値と所定の基準値の差分を増幅して第 2 の制御出力とする差動増幅器と、基準値を調整する調整手段とを具備し、電力変換回路による高周波電力の出力が開始されてから無電極放電灯が始動点灯するまでの間は調整手段により基準値を調整して第 2 の制御出力を略ゼロとすることを特徴とする請求項 1 記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 6】**

始動回路が動作周波数の増加又は減少を終了した後は、制御回路のみで駆動回路を制御することを特徴とする請求項 1～5 の何れかに記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 7】**

始動回路が動作周波数の増加又は減少を終了するときの駆動信号の周波数を、無電極放電灯の点灯時において電力変換回路の高周波電力が最大となる周波数の近傍に設定したことを特徴とする請求項 1～6 の何れかに記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 8】**

始動回路は、電流検出回路の検出値と所定の基準値の差分を増幅して第 1 の制御出力とする差動増幅器を具備することを特徴とする請求項 1～7 の何れかに記載の無電極放電灯点灯装置。

**【請求項 9】**

請求項 1～8 の何れかに記載の無電極放電灯点灯装置と、放電ガスがバルブ内に封入されてなる無電極放電灯と、無電極放電灯に近接配置されて電力変換回路から高周波電力が供給される誘導コイルとを備えたことを特徴とする無電極放電灯装置。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 無電極放電灯点灯装置並びに無電極放電灯装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、無電極放電灯点灯装置並びに無電極放電灯装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来の無電極放電灯点灯装置は、透明な球状のガラスバルブ又は内壁面に蛍光体が塗布された球状のガラスバルブ内に不活性ガス、金属蒸気などの放電ガス（例えば、水銀蒸気および希ガス）が封入された無電極放電灯の近傍に誘導コイルを配置し、この誘導コイルに数十kHzから数百MHzの高周波電流を流すことにより、誘導コイルに高周波電磁界を発生させて無電極放電灯に高周波電力を供給し、無電極放電灯のガラスバルブ内に高周波プラズマ電流を発生させて紫外線若しくは可視光を発生させるようになっている。

【0003】

また、この種の無電極放電灯点灯装置は、誘導コイルに高周波電流を流すために、出力側に共振回路を有するインバータ回路を備えている。ところが、始動時における無電極放電灯がインダクタ負荷であり、蛍光灯などの電極を有する他の放電灯に比較して始動時に大きな電力を必要とするため、安定した始動、点灯を行うにはインバータ回路が有する共振回路のQを高く設定しなければならない。しかしながら、無電極放電灯の周囲の雰囲気温度（以下、「周囲温度」と呼ぶ）の変化や、無電極放電灯への点灯装置の金属製筐体の接近などによってインバータ回路の負荷インピーダンスが変動すると高周波出力電圧も大きく変動し、安定した始動および点灯を行うことが困難になる。

【0004】

上述のような課題を解決するため、無電極放電灯の始動時にインバータ回路の出力電圧を徐々に上昇させて無電極放電灯を始動する始動回路を備えた無電極放電灯点灯装置が従来より提供されている（例えば、特許文献1参照）。

【0005】

この種の無電極放電灯点灯装置の一例を図16に示す。この従来装置は、商用の交流電源ACの交流出力から所望の直流出力を作成する直流電源Eと、直流電源Eの直流出力を高周波出力に変換して無電極放電灯6の近傍に配置された誘導コイル5に供給する電力変換回路9と、無電極放電灯6の始動時に電力変換回路9の出力電圧を徐々に上昇させて無電極放電灯6を始動する始動回路13と、電力変換回路9の出力電圧（誘導コイル5の印加電圧） $V_x$ を検出する電圧検出回路14とを備える。直流電源Eは、交流電源ACの交流出力を整流する整流回路10と、インダクタL10、ダイオードD10、スイッチング素子Q6、平滑コンデンサC10並びにスイッチング素子Q6を駆動する駆動回路2を具備した従来周知の昇圧チョップアップ回路からなる。また電力変換回路9は、直流電源Eの出力端間に直列接続された一対のスイッチング素子Q3、Q4を具備し、ローサイドのスイッチング素子Q4にインダクタLs、コンデンサCp、Csからなる共振回路が接続された所謂ハーフブリッジ型のインバータ回路で構成され、電界効果トランジスタからなる一対のスイッチング素子Q3、Q4を、駆動回路11から出力される矩形波パルスの駆動信号 $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$ により交互にスイッチングすることで共振回路を介して誘導コイル5に高周波出力を供給する。なお、スイッチング素子Q3を駆動する駆動信号 $V_{DH}$ とスイッチング素子Q4を駆動する駆動信号 $V_{DL}$ は略180度の位相差を有している。電圧検出回路14は整流用のダイオード、分圧用の抵抗、平滑用のコンデンサ等からなり、出力電圧 $V_x$ に応じた直流電圧である検出電圧 $V_{xs}$ を始動回路13に出力する。

【0006】

一方、始動回路13は、直流電源Eの出力電圧 $V_{dc}$ を降圧・安定化して得られる動作電圧 $V_d$ により感温抵抗R1を介して充電されるコンデンサC1と、オペアンプOP1に入力抵抗および帰還抵抗を接続してなり、コンデンサC1の両端電圧 $V_{c1}$ と電圧検出回路14の検出電圧 $V_{xs}$ の差分を増幅する誤差増幅器と、コンデンサC1と並列に接続された分

圧抵抗  $R_2$  と、コンデンサ  $C_1$  と並列に接続された放電用のスイッチ  $SW$  とを具備し、後述するように抵抗  $R_1$  とコンデンサ  $C_1$  からなる充電回路の時定数（＝抵抗  $R_1$  の抵抗値とコンデンサ  $C_1$  の容量値の積）に応じて出力電圧  $V_f$  が徐々に上昇するものである。そして、始動回路 13 の出力電圧  $V_f$  が電圧制御発振器（ $VCO$ ）からなる駆動回路 11 に入力されており、駆動回路 11 は始動回路 13 の出力電圧  $V_f$  の上昇に応じて駆動信号  $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$  の周波数を徐々に減少させている。

#### 【0007】

ここで、始動回路 13 の動作を図 17～図 19 を参照してさらに詳しく説明する。図 17 は横軸を駆動信号  $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$  の周波数  $f_{inv}$ 、縦軸を誘導コイル 5 に印加される高周波出力電圧  $V_x$  とする電力変換回路 9 の出力特性を示し、曲線  $\iota$  が無電極放電灯 6 が消灯している状態（無負荷時）、曲線  $\kappa$  が無電極放電灯 6 が点灯した状態（点灯時）の特性を表している。また、図 18 は駆動回路 11 における入力（始動回路 13 の出力電圧  $V_f$ ）と出力（駆動信号  $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$  の周波数  $f_{inv}$ ）の関係を表している。さらに、図 19（a）～（e）は横軸を時間、縦軸をそれぞれ電力変換回路 9 の高周波出力電圧  $V_x$ 、駆動信号  $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$  の周波数  $f_{inv}$ 、始動回路 13 の出力電圧  $V_f$ 、コンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{c1}$ 、直流電源  $E$  の出力電圧  $V_{dc}$  としたタイムチャートを示している。

#### 【0008】

交流電源  $AC$  から直流電源  $E$  への電源供給が開始されてスイッチ  $SW$  がオンからオフに切り替わると（時刻  $t = t_1$ ）、直流電源  $E$  の出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がり（図 19（e）参照）、動作電圧  $V_d$  によってコンデンサ  $C_1$  が充電されて始動回路 13 の出力電圧  $V_f$  が徐々に上昇する（図 19（c）参照）。出力電圧  $V_f$  の上昇に伴って駆動回路 11 から出力される駆動信号  $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$  の周波数（電力変換回路 9 の動作周波数） $f_{inv}$  が初期値（始動開始周波数） $f_s$  から徐々に減少する（図 19（b）参照）。ここで、始動開始周波数  $f_s$  は、図 17 に示すように無負荷時の共振周波数  $f_w$  よりも十分に高い周波数に設定されており、動作周波数  $f_{inv} = f_s$  のときの電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  は低い電圧に抑えられている。ここで、駆動回路 11 では、図 18 に示すように始動回路 13 の出力電圧  $V_f$  の上昇に伴って動作周波数  $f_{inv}$  を徐々に減少させており、動作周波数  $f_{inv}$  が所定の始動周波数  $f_m$  に達すると電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が始動電圧に達し（時刻  $t = t_2$ ）、無電極放電灯 6 が点灯して特性が曲線  $\iota$  から曲線  $\kappa$  へ変化することで出力電圧  $V_x$  が下降する（図 17 および図 19（a）参照）。さらに、無電極放電灯 6 が点灯した後も始動回路 13 は動作周波数  $f_{inv}$  を始動終了周波数  $f_e$  まで減少させる（時刻  $t = t_3$ ）。

#### 【0009】

このように電力変換回路 9 の動作周波数  $f_{inv}$  を徐々に減少させることで出力電圧  $V_x$  を徐々に上昇させて無電極放電灯 6 を始動させれば、負荷インピーダンスの変動による影響を吸収して安定した始動および点灯が可能となる。なお、始動時には定格点灯時に比較して電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  をより大きくする必要があり、重負荷がかかるために直流電源  $E$  の出力電圧  $V_{dc}$  にはリップル等の電圧変動が生じやすいが、始動回路 13 を構成する誤差増幅器の差動増幅動作の働きにより、出力電圧  $V_{dc}$  の変動が電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  に影響を与えないようになっている。

【特許文献 1】特開平 7-65978 号公報

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0010】

ところで、上記従来装置では無電極放電灯 6 の点灯後に電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が低下するため、電圧検出回路 14 の検出電圧  $V_{xs}$  も低下し、始動回路 13 の誤差増幅器のはたらきで出力電圧  $V_f$  がさらに増加して、上述のようにコンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{c1}$  が分圧抵抗  $R_2$  の両端電圧（一定値）に達して出力電圧  $V_f$  が  $V_{fe}$  まで増加する（動作周波数  $f_{inv}$  が点灯周波数  $f_e$  に達する）まで電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が増加することになる。ここで、周囲温度変化や暗黒状態等の環境変化、あるいは回路部品の定数

ばらつき等が有っても無電極放電灯 6 を安定して始動、点灯できるよう、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  に余裕を持たせるために、始動終了周波数  $f_e$  を無負荷時の共振周波数  $f_w$  に近付ける必要がある。

【0011】

しかしながら、始動終了周波数  $f_e$  が共振周波数  $f_w$  の近傍に設定されていると無電極放電灯 6 の点灯後における電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が過度に増加して回路素子に大きなストレスがかかったり、あるいは図 17 に示すように始動終了周波数  $f_e$  が点灯後の特性（曲線口）のピークよりも低周波側に設定されていたとすると出力電圧  $V_x$  が不足して無電極放電灯 6 が立ち消える虞があった。

【0012】

本発明は上記事情に鑑みて為されたものであり、その目的は、無電極放電灯の安定した始動、点灯と回路部品へのストレスの低減が可能な無電極放電灯点灯装置並びに無電極放電灯装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0013】

請求項 1 の発明は、上記目的を達成するために、高周波でスイッチングされる 1 乃至複数のスイッチング素子並びに共振回路を具備し直流電力を高周波電力に変換して無電極放電灯に近接配置された誘導コイルに供給する電力変換回路と、スイッチング素子をスイッチングさせる駆動信号を出力する駆動回路と、誘導コイルに印加される高周波電圧を検出する電圧検出回路と、駆動回路を制御して駆動信号の周波数を徐々に増加又は減少させることにより誘導コイルの印加電圧を漸増させて無電極放電灯を始動する始動回路と、共振回路に流れる共振電流を検出する電流検出回路と、電流検出回路の検出電流を参照して電力変換回路が出力する高周波電力が所望のレベルとなるように駆動回路を制御して駆動信号の周波数を変化させる制御回路とを備え、駆動回路は、始動回路が出力する第 1 の制御出力と、制御回路が出力する第 2 の制御出力とを加算した制御出力に応じて駆動信号の周波数を変化させることを特徴とする。

【0014】

この発明によれば、始動回路のはたらきで無電極放電灯を安定して始動、点灯させることができるとともに、点灯後においては制御回路によりフィードバック制御が行われるために電力変換回路が出力する高周波電力が過度に増加あるいは減少することがなく、回路部品へのストレスの低減が図れる。

【0015】

請求項 2 の発明は、請求項 1 の発明において、無電極放電灯の始動点灯後に駆動信号の周波数を、始動回路により駆動信号の周波数を増加又は減少させる向きと逆向きにシフトする周波数シフト手段を備えたことを特徴とする。

【0016】

この発明によれば、無電極放電灯の点灯後における始動回路のはたらきで電力変換回路の高周波出力が過大となることがなく、回路部品へのストレスが低減できる。

【0017】

請求項 3 の発明は、請求項 2 の発明において、周波数シフト手段は、シフト後の周波数を、始動回路における駆動信号の周波数の増加又は減少を開始するときの周波数と無電極放電灯の始動点灯直後における駆動信号の周波数との間に設定することを特徴とする。

【0018】

この発明によれば、回路部品へのストレスがさらに低減できる。

【0019】

請求項 4 の発明は、請求項 1 の発明において、制御回路は、電流検出回路の検出値と所定の基準値の差分を増幅して第 2 の制御出力とする差動増幅器と、差動増幅器の検出値が入力される入力端と第 2 の制御出力が出力される出力端の間に接続される積分回路とを具備し、積分回路の時定数を、電力変換回路による高周波電力の出力が開始されてから無電極放電灯が始動点灯するまでに要する時間よりも大きくしたことを特徴とする。

**【0020】**

この発明によれば、積分回路のはたらきで電力変換回路による高周波電力の出力が開始されてから無電極放電灯が始動点灯するまでの間は制御回路による駆動信号の周波数制御が行われず、始動回路のみで駆動信号の周波数を調整して電力変換回路の出力電圧が制御可能であり、安定して無電極放電灯を始動させることが可能となる。

**【0021】**

請求項5の発明は、請求項1の発明において、制御回路は、電流検出回路の検出値と所定の基準値の差分を増幅して第2の制御出力とする差動増幅器と、基準値を調整する調整手段とを具備し、電力変換回路による高周波電力の出力が開始されてから無電極放電灯が始動点灯するまでの間は調整手段により基準値を調整して第2の制御出力を略ゼロとすることを特徴とする。

**【0022】**

この発明によれば、調整手段により基準値を調整して第2の制御出力を略ゼロとすることにより、電力変換回路による高周波電力の出力が開始されてから無電極放電灯が始動点灯するまでの間は制御回路による駆動信号の周波数制御が行われず、始動回路のみで駆動信号の周波数を調整して電力変換回路の出力電圧が制御可能であり、安定して無電極放電灯を始動させることが可能となる。

**【0023】**

請求項6の発明は、請求項1～5の何れかの発明において、始動回路が動作周波数の増加又は減少を終了した後は、制御回路のみで駆動回路を制御することを特徴とする。

**【0024】**

この発明によれば、無電極放電灯の点灯時における制御回路の制御が簡単になる。

**【0025】**

請求項7の発明は、請求項1～6の何れかの発明において、始動回路が動作周波数の増加又は減少を終了するときの駆動信号の周波数を、無電極放電灯の点灯時において電力変換回路の高周波電力が最大となる周波数の近傍に設定したことを特徴とする。

**【0026】**

この発明によれば、始動時における駆動信号の周波数の調整範囲を拡大できるために周囲温度等の環境変化があった場合でも無電極放電灯を始動、点灯できる可能性が高くなる。

**【0027】**

請求項8の発明は、請求項1～7の何れかの発明において、始動回路は、電流検出回路の検出値と所定の基準値の差分を増幅して第1の制御出力とする差動増幅器を具備することを特徴とする。

**【0028】**

請求項9の発明は、上記目的を達成するために請求項1～8の何れかに記載の無電極放電灯点灯装置と、放電ガスがバルブ内に封入されてなる無電極放電灯と、無電極放電灯に近接配置されて電力変換回路から高周波電力が供給される誘導コイルとを備えたことを特徴とする。

**【0029】**

この発明によれば、請求項1～8の何れかの発明と同様の作用を奏する無電極放電灯装置が提供できる。

**【発明の効果】****【0030】**

本発明によれば、始動回路のはたらきで無電極放電灯を安定して始動、点灯させることができるとともに、点灯後においては制御回路によりフィードバック制御が行われるために電力変換回路が出力する高周波電力が過度に増加あるいは減少することがなく、回路部品へのストレスの低減が図れる無電極放電灯点灯装置並びに無電極放電灯装置が提供できるという効果がある。

**【発明を実施するための最良の形態】**

## 【0031】

以下、図面を参照して本発明を実施形態により詳細に説明する。但し、以下の各実施形態において従来例と共通の構成要素には同一の符号を付して適宜説明を省略する。

## 【0032】

## (実施形態1)

図1に本実施形態の回路構成を示す。本実施形態は、共振回路に流れる共振電流を検出する電流検出回路と、電流検出回路の検出電流を参照して電力変換回路9の出力電圧 $V_x$ が所望のレベルとなるように駆動回路16を制御して駆動信号 $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$ の周波数(動作周波数) $f_{inv}$ を変化させる制御回路17を備え、駆動回路16が、始動回路13が出力する第1の制御出力(第1の制御電流 $I_{sw}$ )と、制御回路17が出力する第2の制御出力(第2の制御電流 $I_{fb}$ )とを加算した制御出力(制御電流) $I_o$ に応じて動作周波数 $f_{inv}$ を変化させる点に特徴がある。

## 【0033】

電流検出回路は、電力変換回路9を構成するローサイドのスイッチング素子 $Q_4$ と回路のグランドとの間に接続された検出抵抗 $R_d$ からなり、スイッチング素子 $Q_4$ に流れる高周波電流(共振回路に流れる共振電流)に応じた検出電圧 $V_{Rd}$ を制御回路17に出力している。

## 【0034】

制御回路17は、オペアンプ $OP_2$ に入力抵抗等を接続してなり、基準電圧 $V_{ref}$ と電流検出回路の検出電圧 $V_{Rd}$ の差分を増幅する誤差増幅器(差動増幅器)と、抵抗を介してオペアンプ $OP_2$ の出力端子にカソードが接続されたダイオード $D_2$ とを具備する。オペアンプ $OP_2$ は、基準電圧 $V_{ref}$ が非反転端子に輸入されるとともに、反転端子と出力端子の間に抵抗 $R_{10}$ とコンデンサ $C_{11}$ の並列回路からなる遅延回路が接続されている。また、始動回路13の誤差増幅器を構成するオペアンプ $OP_1$ の出力端子にも抵抗を介してダイオード $D_1$ のカソードが接続されており、これら2つのダイオード $D_1$ 、 $D_2$ のアノードが駆動回路16の入力端子に並列接続されている。ここで、駆動回路16の入力端子には定電圧(入力端子電圧)が印加されており、始動回路13の誤差増幅器の出力電圧(オペアンプ $OP_1$ の出力端子電圧)が駆動回路16の入力端子電圧よりも小さいときにダイオード $D_1$ が導通してその電位差に応じた第1の制御電流 $I_{sw}$ が流れるとともに、制御回路17の誤差増幅器の出力電圧(オペアンプ $OP_2$ の出力端子電圧)が駆動回路16の入力端子電圧よりも小さいときにダイオード $D_2$ が導通してその電位差に応じた第2の制御電流 $I_{fb}$ が流れる。故に、駆動回路16の入力端子から流れ出る制御電流 $I_o$ の大きさは第1および第2の制御電流 $I_{sw}$ 、 $I_{fb}$ の和となる。

## 【0035】

一方、駆動回路16は発振器を具備しており、入力端子から始動回路13並びに制御回路17の出力端子へ流れる制御電流 $I_o$ に応じて発振器の発振周波数を変化させ、制御電流 $I_o$ に比例して駆動信号 $V_{DH}$ 、 $V_{DL}$ の周波数(動作周波数) $f_{inv}$ を増減している。したがって、始動回路13並びに制御回路17の誤差増幅器の出力電圧が大きくなるほど駆動回路16の動作周波数 $f_{inv}$ は減少することになる。

## 【0036】

次に、本実施形態の動作を図2および図3を参照して詳細に説明する。図2(a)~(h)は横軸を時間、縦軸をそれぞれ電力変換回路9の高周波出力電圧 $V_x$ 、動作周波数 $f_{inv}$ 、制御電流 $I_o$ 、第1の制御電流 $I_{sw}$ 、第2の制御電流 $I_{fb}$ 、コンデンサ $C_1$ の両端電圧 $V_{c1}$ 、オペアンプ $OP_2$ の出力電圧 $V_n$ 、直流電源Eの出力電圧 $V_{dc}$ としたタイムチャートを示している。また、図3は横軸を動作周波数 $f_{inv}$ 、縦軸を誘導コイル5に印加される高周波出力電圧 $V_x$ とする電力変換回路9の出力特性を示し、曲線イが無電極放電灯6が消灯している状態(無負荷時)、曲線ロが無電極放電灯6が点灯した状態(点灯時)の特性を表している。

## 【0037】

交流電源ACから直流電源Eへの電源供給が開始されてスイッチSWがオンからオフに



切り替わると（時刻  $t = t_1$ ）、直流電源  $E$  の出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がり（図 2（h）参照）、動作電圧  $V_d$  によってコンデンサ  $C_1$  が充電されてオペアンプ  $OP_1$  の出力電圧が徐々に上昇し、それに伴って第 1 の制御電流  $I_{sw}$  が徐々に減少する（図 2（d）参照）。一方、時刻  $t = t_1$  では電力変換回路 9 の出力電流（共振電流）は略ゼロであるからその検出電圧  $V_{Rd}$  も略ゼロとなり、制御回路 17 の誤差増幅器を構成するオペアンプ  $OP_1$  の出力電圧  $V_n$  は基準電圧  $V_{ref}$  に応じた初期値（最大値）となる（図 2（g）参照）。そして、時間の経過とともに電力変換回路 9 の出力電流が増加して検出電圧  $V_{Rd}$  も増加し、それに合わせてオペアンプ  $OP_2$  の出力電圧  $V_n$  が減少するが、抵抗  $R_{10}$  およびコンデンサ  $C_{11}$  からなる遅延回路のはたらかで誤差増幅器の出力電圧は初期値（略ゼロ）から増加せず、制御回路 17 の第 2 の制御電流  $I_{fb}$  もほぼゼロとなる（図 2（e）参照）。したがって、オペアンプ  $OP_2$  の出力電圧  $V_n$  が駆動回路 16 の入力端子電圧よりも高電圧である間は第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が略ゼロとなり、制御出力  $I_o$  が第 1 の制御出力  $I_{sw}$  とほぼ一致するため、制御回路 17 による動作周波数  $f_{inv}$  のフィードバック制御が行われず、従来例で説明したように始動回路 13 から出力される第 1 の制御電流  $I_{sw}$  によって動作周波数  $f_{inv}$  を徐々に減少させる制御のみが行われる。

#### 【0038】

そして、始動回路 13 により駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  が徐々に減少して始動周波数  $f_m$  に達すると、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が始動電圧に達し（時刻  $t = t_2$ ）、無電極放電灯 6 が点灯して特性が曲線  $\gamma$  から曲線  $\alpha$  へ変化することで出力電圧  $V_x$  が下降する（図 3 および図 2（a）参照）。さらに、無電極放電灯 6 が点灯した後も始動回路 13 は動作周波数  $f_{inv}$  を始動終了周波数  $f_e$  まで減少させる（時刻  $t = t_3$ ）。ここで、制御回路 17 における遅延回路の遅延時間は無電極放電灯 6 が始動点灯するまでに要する時間（時刻  $t = t_1$  から  $t_3$  までの経過時間）程度に設定されており、時刻  $t = t_3$  以降はオペアンプ  $OP_2$  の出力電圧  $V_n$  と駆動回路 16 の入力端子電圧の電位差に応じて第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が流れるため、制御電流  $I_o$  の増加とともに動作周波数  $f_{inv}$  も増加し、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が減少することになる。なお、駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  は、共振電流が無電極放電灯 6 の定格点灯時における所望のレベルに一致するとき、すなわち、検出電圧  $V_{Rd}$  が基準電圧  $V_{ref}$  と一致するときの周波数（定格点灯周波数） $f_x$  に落ち着くことになる（図 3 参照）。これ以降、制御回路 17 は共振電流（電力変換回路 9 の出力電流）を基準電圧  $V_{ref}$  で決まる所望のレベルに一致させるように駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  をフィードバック制御して無電極放電灯 6 を安定点灯させる。なお、始動回路 13 のコンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{c1}$  は、動作電圧  $V_d$  を抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  で分圧した電圧までしか増加しないので、この分圧電圧と無電極放電灯 6 の点灯時における電圧検出回路 14 の検出電圧  $V_{xs}$  との電位差が駆動回路 16 の入力端子電圧よりも高電圧となるようにしておけば、始動回路 13 が動作周波数  $f_{inv}$  の減少を終了した後は制御回路 17 のみで駆動回路 16 を制御することとなり、無電極放電灯 6 の点灯時における制御回路 17 の制御が簡単になるという利点がある。

#### 【0039】

而して、本実施形態によれば、無電極放電灯 6 の始動点灯後に電力変換回路 9 の高周波出力が過大となる期間が時刻  $t = t_2 \sim t_3$  の間のみとなるから、従来例に比較して回路部品へのストレスを低減できるという利点がある。また、第 1 および第 2 の制御電流  $I_{sw}$ 、 $I_{fb}$  の和（制御電流  $I_o$ ）に応じて駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  を調整する構成としているため、制御回路 17 から出力する第 2 の制御電流  $I_{fb}$  で動作周波数  $f_{inv}$  を素早く制御することができ、回路部品へのストレスがさらに低減できるものである。なお、無電極放電灯 6 の始動期間（時刻  $t = t_1 \sim t_3$ ）には制御回路 17 によるフィードバック制御を停止しているため、始動回路 13 のみで駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  を調整して電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が制御可能であり、安定して無電極放電灯 6 を始動させることが可能である。

#### 【0040】

なお、始動回路 13 が動作周波数  $f_{inv}$  の減少制御を終了する始動終了周波数  $f_e$  は、

無電極放電灯 6 の点灯時において電力変換回路 9 の高周波出力（出力電圧  $V_x$  又は出力電流）が最大となる周波数、すなわち、図 4 に示すように無負荷時の共振周波数  $f_w$  の近傍であって共振周波数  $f_w$  よりも低くない周波数に設定すれば、始動時における動作周波数  $f_{inv}$  の調整範囲を拡大できるために周囲温度等の環境変化があった場合でも無電極放電灯 6 を始動、点灯できる可能性が高くなり、さらに、点灯後に周波数特性のピークよりも低周波数側の領域に動作周波数  $f_{inv}$  が入る確率が低減できるため、無電極放電灯 6 が立ち消える確率が低くなるという利点がある。

#### 【0041】

##### （実施形態 2）

本実施形態は、始動回路 13 による無電極放電灯 6 の始動期間に制御回路 17 のフィードバック制御を停止する停止手段の構成に特徴があり、その他の構成および動作については実施形態 1 と共通である。

#### 【0042】

図 5 に示すように、制御回路 17 のオペアンプ OP1 の出力端子と反転入力端子の間には抵抗  $R_{10}$  のみが接続され、さらに出力端子にはダイオード D3 のカソードが接続されている。そして、このダイオード D3 のアノードは停止信号出力回路 18 に接続されている。すなわち、停止信号出力回路 18 から出力される停止信号  $V_{ps}$  が H レベルのときにダイオード D3 が導通し、制御回路 17 の誤差増幅器の出力電圧が駆動回路 16 の入力端子電圧よりも高電圧に保持されることで第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が略ゼロとなり、制御回路 17 によるフィードバック制御が停止する。反対に、停止信号出力回路 18 から出力される停止信号  $V_{ps}$  が L レベルのときにはダイオード D3 が導通しないから、制御回路 17 によるフィードバック制御は停止しない。

#### 【0043】

次に、本実施形態の動作を図 6 を参照して詳細に説明する。図 6 (a) ~ (h) は横軸を時間、縦軸をそれぞれ電力変換回路 9 の高周波出力電圧  $V_x$ 、動作周波数  $f_{inv}$ 、制御電流  $I_o$ 、第 1 の制御電流  $I_{sw}$ 、第 2 の制御電流  $I_{fb}$ 、コンデンサ C1 の両端電圧  $V_{c1}$ 、停止信号  $V_{ps}$ 、直流電源 E の出力電圧  $V_{dc}$  としたタイムチャートを示している。

#### 【0044】

交流電源 AC から直流電源 E への電源供給が開始されてスイッチ SW がオンからオフに切り替わると（時刻  $t = t_1$ ）、直流電源 E の出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がり（図 6 (h) 参照）、動作電圧  $V_d$  によってコンデンサ C1 が充電されてオペアンプ OP1 の出力電圧が徐々に上昇し、それに伴って第 1 の制御電流  $I_{sw}$  が徐々に減少する（図 6 (d) 参照）。一方、直流電源 E の出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がった時刻  $t = t_1$  以降、停止信号出力回路 18 が停止信号  $V_{ps}$  を H レベルとし（図 6 (g) 参照）、制御回路 17 の誤差増幅器の出力電圧を駆動回路 16 の入力端子電圧よりも高電圧に保持して第 2 の制御電流  $I_{fb}$  を略ゼロとする。このため、制御出力  $I_o$  が第 1 の制御出力  $I_{sw}$  とほぼ一致し、制御回路 17 による動作周波数  $f_{inv}$  のフィードバック制御が行われず、始動回路 13 から出力される第 1 の制御電流  $I_{sw}$  によって動作周波数  $f_{inv}$  を徐々に減少させる制御のみが行われる。

#### 【0045】

そして、始動回路 13 により駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  が徐々に減少して始動周波数  $f_m$  に達すると、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が始動電圧に達し（時刻  $t = t_2$ ）、無電極放電灯 6 が点灯して特性が曲線イから曲線ロへ変化することで出力電圧  $V_x$  が下降する（図 6 (a) 参照）。さらに、無電極放電灯 6 が点灯した後も始動回路 13 は動作周波数  $f_{inv}$  を始動終了周波数  $f_e$  まで減少させる（時刻  $t = t_3$ ）。そして、時刻  $t = t_3$  で停止信号出力回路 18 が停止信号  $V_{ps}$  を H レベルから L レベルに切り換え（図 6 (g) 参照）、時刻  $t = t_3$  以降はオペアンプ OP2 の出力電圧  $V_n$  と駆動回路 16 の入力端子電圧の電位差に応じた第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が流れ、制御電流  $I_o$  の増加とともに動作周波数  $f_{inv}$  も増加して電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が減少し、検出電圧  $V_{rd}$  が基準電圧  $V_{ref}$  と一致するときの定格点灯周波数  $f_x$  に落ち着く。

#### 【0046】

而して、本実施形態によれば、実施形態1と同様に無電極放電灯6の始動期間（時刻  $t = t_1 \sim t_3$ ）には停止信号出力回路18によって制御回路17によるフィードバック制御を停止しているため、始動回路13のみで駆動回路16の動作周波数  $f_{inv}$  を調整して電力変換回路9の出力電圧  $V_x$  が制御可能であり、安定して無電極放電灯6を始動させることが可能である。しかも、停止信号  $V_{ps}$  を誤差増幅器の出力端子に直接印加するため、実施形態1のように停止手段として抵抗  $R_{10}$  とコンデンサ  $C_{11}$  からなる遅延回路（積分回路）を用いる場合に比較して、制御回路17によるフィードバック制御を確実に停止できるという利点がある。

#### 【0047】

なお、停止信号出力回路18が停止信号  $V_{ps}$  をHレベルからLレベルに切り換えるタイミングは少なくとも無電極放電灯6の始動期間よりも後であればよく、例えば、無電極放電灯6の始動期間に相当する時間をカウントするタイマを設けたり、コンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{c1}$  や電圧検出回路14の検出電圧  $V_{xs}$  から始動回路13による動作周波数  $f_{inv}$  の調整（減少）が終了したことを検出する手段を設けたり、あるいは、その他の手段を用いることも可能である。

#### 【0048】

また、停止信号出力回路18から出力する停止信号  $V_{ps}$  をオペアンプOP2の出力端子に入力する代わりに、図7に示すように基準電圧  $V_{ref}$  よりも十分に大きいレベルとした停止信号  $V_{ps}$  をオペアンプOP2の非反転端子に入力することで第2の制御電流  $I_{fb}$  を略ゼロとして制御回路17によるフィードバック制御を停止するようにしても構わない。この場合には停止信号出力回路18が基準電圧  $V_{ref}$  を調整する調整手段となる。

#### 【0049】

（実施形態3）

本実施形態は、無電極放電灯6の始動点灯後、始動回路13により動作周波数  $f_{inv}$  を減少させる向きと逆向き、すなわち、動作周波数  $f_{inv}$  を増加させる向きにシフトする周波数シフト手段を備えた点に特徴がある。なお、これ以外の基本構成並びに動作は実施形態1と共通である。

#### 【0050】

周波数シフト手段は、図8に示すように電圧検出回路14の検出電圧  $V_{xs}$  に基づいて無電極放電灯6の点灯を検出する点灯検出回路19と、点灯検出回路19の出力端子に抵抗  $R_{11}$  を介してカソードが接続されるとともにアノードがオペアンプOP2の出力端子に接続されたダイオード  $D_5$  とで構成される。点灯検出回路19は、無電極放電灯6の点灯を検出していないときに出力端子の端子電圧（出力電圧）  $V_{pl}$  を略ゼロのLレベルとし、無電極放電灯6の点灯を検出した時点から所定期間  $T_1$  だけ出力電圧  $V_{pl}$  をHレベル（オペアンプOP2の出力電圧  $V_n$  よりも高い電圧）とする。

#### 【0051】

次に、本実施形態の動作を図9および図10を参照して詳細に説明する。図9（a）～（j）は横軸を時間、縦軸をそれぞれ電力変換回路9の高周波出力電圧  $V_x$ 、動作周波数  $f_{inv}$ 、制御電流  $I_o$ 、第1の制御電流  $I_{sw}$ 、第2の制御電流  $I_{fb}$ 、電圧検出回路14の検出電圧  $V_{xs}$ 、点灯検出回路19の出力電圧  $V_{pl}$ 、コンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{c1}$ 、オペアンプOP2の出力電圧  $V_n$ 、直流電源Eの出力電圧  $V_{dc}$  としたタイムチャートを示している。また、図10は無電極放電灯6の消灯時（曲線イ）および点灯時（曲線ロ）の電力変換回路9の出力特性を示している。

#### 【0052】

交流電源ACから直流電源Eへの電源供給が開始されてスイッチSWがオンからオフに切り替わると（時刻  $t = t_1$ ）、直流電源Eの出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がり（図9（j）参照）、動作電圧  $V_d$  によってコンデンサ  $C_1$  が充電されてオペアンプOP1の出力電圧が徐々に上昇し、それに伴って第1の制御電流  $I_{sw}$  が徐々に減少する（図9（d）参照）。一方、直流電源Eの出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がった時刻  $t = t_1$  以降、点灯検出回路19は出力電圧  $V_{pl}$  をHレベルとし（図9（g）参照）、制御回路17の誤差増幅器の出力電圧

を駆動回路 16 の入力端子電圧よりも高電圧に保持して第 2 の制御電流  $I_{fb}$  を略ゼロとする。このため、制御出力  $I_o$  が第 1 の制御出力  $I_{sw}$  とほぼ一致し、制御回路 17 による動作周波数  $f_{inv}$  のフィードバック制御が行われず、始動回路 13 から出力される第 1 の制御電流  $I_{sw}$  によって動作周波数  $f_{inv}$  を徐々に減少させる制御のみが行われる。

#### 【0053】

始動回路 13 により駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  が徐々に減少することで電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が徐々に増加し、電圧検出回路 14 の検出電圧  $V_{xs}$  も出力電圧  $V_x$  の増加に伴って増加する。ここで、点灯検出回路 19 では検出電圧  $V_{xs}$  が第 1 のしきい値  $V_{th1}$  を超えたことで始動回路 13 が動作周波数  $f_{inv}$  の調整を行っていることを確認している（図 9（f）参照）。そして、動作周波数  $f_{inv}$  が始動周波数  $f_m$  に達して無電極放電灯 6 が点灯すると（時刻  $t = t_2$ ）、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が始動電圧から大きく減少するから（図 9（a）参照）、点灯検出回路 19 では検出電圧  $V_{xs}$  が第 2 のしきい値  $V_{th2}$  を下回ること無電極放電灯 6 の点灯を検出し（図 9（f）参照）、直ちに出力電圧  $V_{pl}$  を H レベルから L レベルに切り換える（図 9（g）参照）。点灯検出回路 19 の出力電圧  $V_{pl}$  が L レベルになるとダイオード D 5 が導通して第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が増加するため（図 9（e）参照）、図 10 に示すように駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  が始動周波数  $f_m$  から高周波側の動作周波数  $f_n$  にシフトする。そして、無電極放電灯 6 の点灯を検出してから所定期間  $T_1$  が経過した時点（時刻  $t = t_3$ ）で点灯検出回路 19 が出力電圧  $V_{pl}$  を L レベルから H レベルに切り換えると（図 9（g）参照）、それ以降はオペアンプ OP 2 の出力電圧  $V_n$  と駆動回路 16 の入力端子電圧の電位差に応じた第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が流れ、制御電流  $I_o$  の増加とともに動作周波数  $f_{inv}$  も増加して電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が減少し、検出電圧  $V_{rd}$  が基準電圧  $V_{ref}$  と一致するときの定格点灯周波数  $f_x$  に落ち着く。

#### 【0054】

実施形態 1 では、無電極放電灯 6 が点灯した後も始動回路 13 が動作周波数  $f_{inv}$  を始動終了周波数  $f_e$  まで減少させるため、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が点灯時における特性（図 10 の曲線 10 参照）のピークを超えてしまい、回路部品にストレスがかかっている。しかしながら、本実施形態では、周波数シフト手段によって無電極放電灯 6 が点灯した後は動作周波数  $f_{inv}$  を増加方向へシフトしているため、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が点灯時における特性のピークを超えることがなく、回路部品へのストレスを低減することができる。

#### 【0055】

なお、図 11 に示すように点灯検出回路 19 の出力端子をダイオード D 6 を介してオペアンプ OP 2 の反転入力端子に接続し、無電極放電灯 6 の点灯を検出していないときに点灯検出回路 19 の出力電圧  $V_{pl}$  を略ゼロの L レベルとし、無電極放電灯 6 の点灯を検出した時点から所定期間  $T_1$  だけ出力電圧  $V_{pl}$  を H レベルとすれば（図 12 参照）、無電極放電灯 6 が点灯した後に第 2 の制御電流  $I_{fb}$  を一定値だけ増加させて駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  を始動周波数  $f_m$  から高周波側の動作周波数  $f_n$  にシフトさせることができ同様の作用効果を奏し得る。

#### 【0056】

##### （実施形態 4）

本実施形態の基本構成は実施形態 1 と共通であるから、共通の構成要素には同一の符号を付して適宜図示並びに説明を省略する。

#### 【0057】

図 13 に示すように、点灯検出回路 20 は電圧検出回路 14 の検出電圧  $V_{xs}$  に基づいて無電極放電灯 6 の点灯を検出するものであって、その出力端子がダイオード D 8 のカソードに接続されるとともに、ダイオード D 8 のアノードが始動回路 13 における抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  の接続点に接続されている。さらに、抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  の接続点とコンデンサ  $C_1$  との間にダイオード D 7 が接続されている。点灯検出回路 20 は、無電極放電灯 6 の点灯を検出していないときに出力端子の端子電圧（出力電圧） $V_{pl}$  を略ゼロの L レベルとし、無電

極放電灯 6 の点灯を検出した時点から所定期間  $T_1$  だけ出力電圧  $V_{pl}$  を H レベル（動作電圧  $V_d$  を抵抗  $R_1$ ,  $R_2$  で分圧した電圧よりも高い電圧）とする。

#### 【0058】

次に、本実施形態の動作を図 14 および図 15 を参照して詳細に説明する。図 14 (a) ~ (j) は横軸を時間、縦軸をそれぞれ電力変換回路 9 の高周波出力電圧  $V_x$ 、動作周波数  $f_{inv}$ 、制御電流  $I_o$ 、第 1 の制御電流  $I_{sw}$ 、第 2 の制御電流  $I_{fb}$ 、電圧検出回路 14 の検出電圧  $V_{xs}$ 、点灯検出回路 20 の出力電圧  $V_{pl}$ 、コンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{cl}$ 、オペアンプ OP2 の出力電圧  $V_n$ 、直流電源 E の出力電圧  $V_{dc}$  としたタイムチャートを示している。また、図 15 は無電極放電灯 6 の消灯時（曲線イ）および点灯時（曲線ロ）の電力変換回路 9 の出力特性を示している。

#### 【0059】

交流電源 AC から直流電源 E への電源供給が開始されてスイッチ SW がオンからオフに切り替わると（時刻  $t = t_1$ ）、直流電源 E の出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がる（図 14 (j) 参照）。直流電源 E の出力電圧  $V_{dc}$  が立ち上がった時刻  $t = t_1$  以降、点灯検出回路 20 が出力電圧  $V_{pl}$  を H レベルとし（図 14 (g) 参照）、ダイオード D8 を不導通とするから、動作電圧  $V_d$  によってコンデンサ  $C_1$  が充電されてオペアンプ OP1 の出力電圧が徐々に上昇し、それに伴って第 1 の制御電流  $I_{sw}$  が徐々に減少する（図 14 (d) 参照）。ここで、オペアンプ OP2 の反転入力端子と出力端子の間に接続された遅延回路（抵抗  $R_{10}$  およびコンデンサ  $C_{11}$  の並列回路）のはたらしきにより、オペアンプ OP2 の出力電圧  $V_n$  が駆動回路 16 の入力端子電圧よりも高電圧である間は第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が略ゼロとなり、制御出力  $I_o$  が第 1 の制御出力  $I_{sw}$  とほぼ一致するため、制御回路 17 による動作周波数  $f_{inv}$  のフィードバック制御が行われず、実施形態 1 で説明したように始動回路 13 から出力される第 1 の制御電流  $I_{sw}$  によって動作周波数  $f_{inv}$  を徐々に減少させる制御のみが行われる。

#### 【0060】

始動回路 13 により駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  が徐々に減少することで電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が徐々に増加し、電圧検出回路 14 の検出電圧  $V_{xs}$  も出力電圧  $V_x$  の増加に伴って増加する。ここで、点灯検出回路 20 では検出電圧  $V_{xs}$  が第 1 のしきい値  $V_{th1}$  を超えたことで始動回路 13 が動作周波数  $f_{inv}$  の調整を行っていることを確認している（図 14 (f) 参照）。そして、動作周波数  $f_{inv}$  が始動周波数  $f_m$  に達して無電極放電灯 6 が点灯すると（時刻  $t = t_2$ ）、電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が始動電圧から大きく減少するから（図 14 (a) 参照）、点灯検出回路 20 では検出電圧  $V_{xs}$  が第 2 のしきい値  $V_{th2}$  を下回ることによって無電極放電灯 6 の点灯を検出し（図 14 (f) 参照）、直ちに出力電圧  $V_{pl}$  を H レベルから L レベルに切り換える（図 14 (g) 参照）。点灯検出回路 20 の出力電圧  $V_{pl}$  が L レベルになるとダイオード D8 が導通して動作電源  $V_d$  によるコンデンサ  $C_1$  の充電が停止し、コンデンサ  $C_1$  の両端電圧  $V_{cl}$  がその停止時点におけるレベルに固定される（図 14 (h) 参照）から、第 1 の制御電流  $I_{sw}$  の減少も停止し（図 14 (d) 参照）、駆動回路 16 の動作周波数  $f_{inv}$  が無電極放電灯 6 の点灯時の周波数  $f_m$  に固定されることになる（図 15 参照）。

#### 【0061】

そして、無電極放電灯 6 の点灯を検出してから所定期間  $T_1$  が経過した時点（時刻  $t = t_3$ ）で点灯検出回路 20 が出力電圧  $V_{pl}$  を L レベルから H レベルに切り換えると（図 14 (g) 参照）、それ以降は再びコンデンサ  $C_1$  が充電されて両端電圧  $V_{cl}$  が増加し（図 14 (h) 参照）、それに伴って第 1 の制御電流  $I_{sw}$  も再び減少する（図 14 (d) 参照）。一方、制御回路 17 では遅延回路の遅延動作が終了し、オペアンプ OP2 の出力電圧  $V_n$  と駆動回路 16 の入力端子電圧の電位差に応じた第 2 の制御電流  $I_{fb}$  が流れ、制御電流  $I_o$  の増加とともに動作周波数  $f_{inv}$  も増加して電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が減少し、検出電圧  $V_{rd}$  が基準電圧  $V_{ref}$  と一致するときの定格点灯周波数  $f_x$  に落ち着く。

#### 【0062】

上述のように本実施形態では、実施形態 3 と同様に電力変換回路 9 の出力電圧  $V_x$  が点

灯時における特性のピークを超えることがなく、回路部品へのストレスを低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【0063】

- 【図1】 実施形態1を示す回路図である。
- 【図2】 同上の動作説明用のタイムチャートである。
- 【図3】 同上の動作説明図である。
- 【図4】 同上の動作説明図である。
- 【図5】 実施形態2の要部の回路図である。
- 【図6】 同上の動作説明用のタイムチャートである。
- 【図7】 同上の要部の他の構成を示す回路図である。
- 【図8】 実施形態3を示す回路図である。
- 【図9】 同上の動作説明用のタイムチャートである。
- 【図10】 同上の動作説明図である。
- 【図11】 同上の要部の他の構成を示す回路図である。
- 【図12】 同上の動作説明用のタイムチャートである。
- 【図13】 実施形態4を示す回路図である。
- 【図14】 同上の動作説明用のタイムチャートである。
- 【図15】 同上の動作説明図である。
- 【図16】 従来例を示す回路図である。
- 【図17】 同上の動作説明図である。
- 【図18】 同上の動作説明図である。
- 【図19】 同上の動作説明用のタイムチャートである。

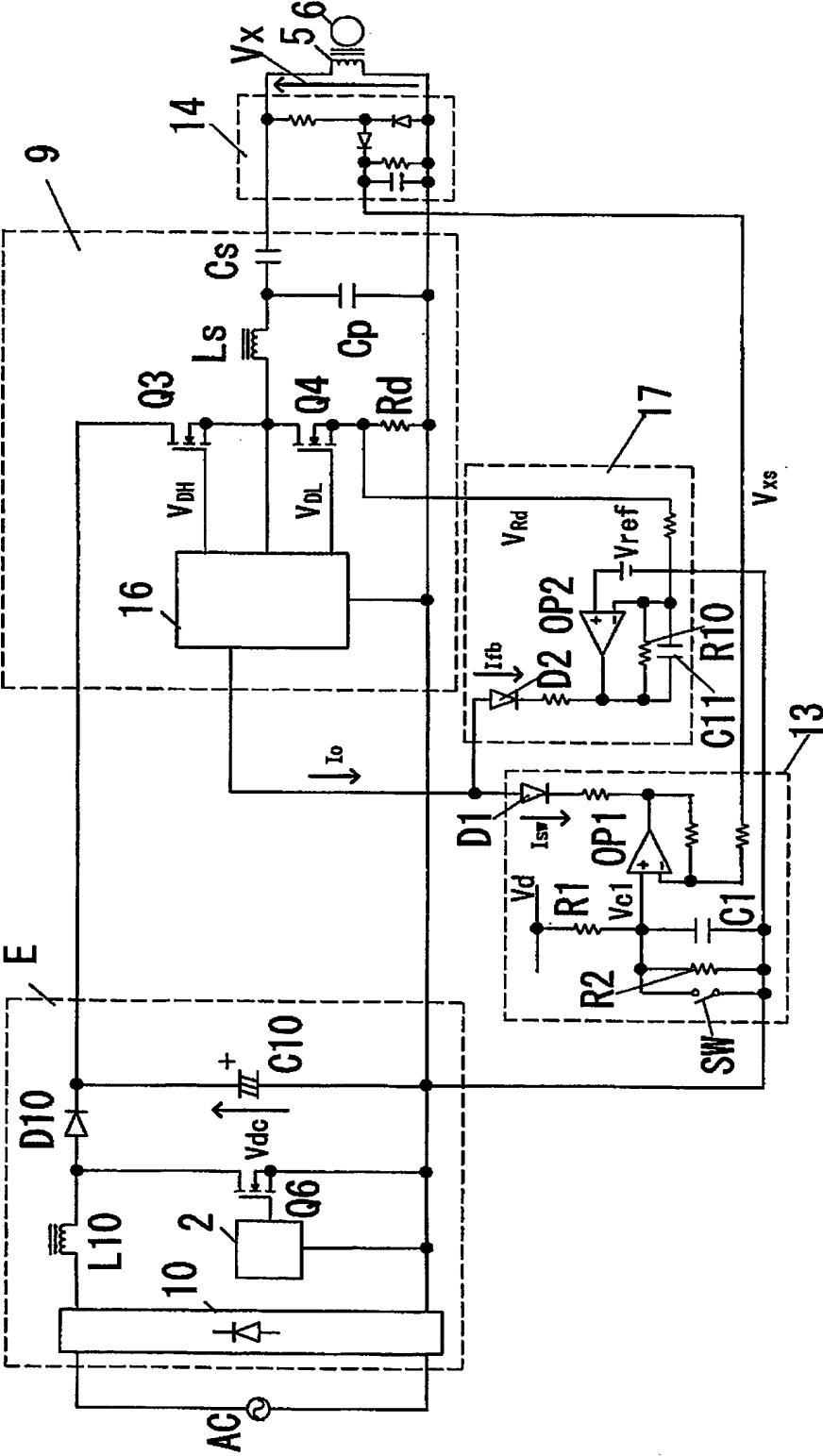
【符号の説明】

【0064】

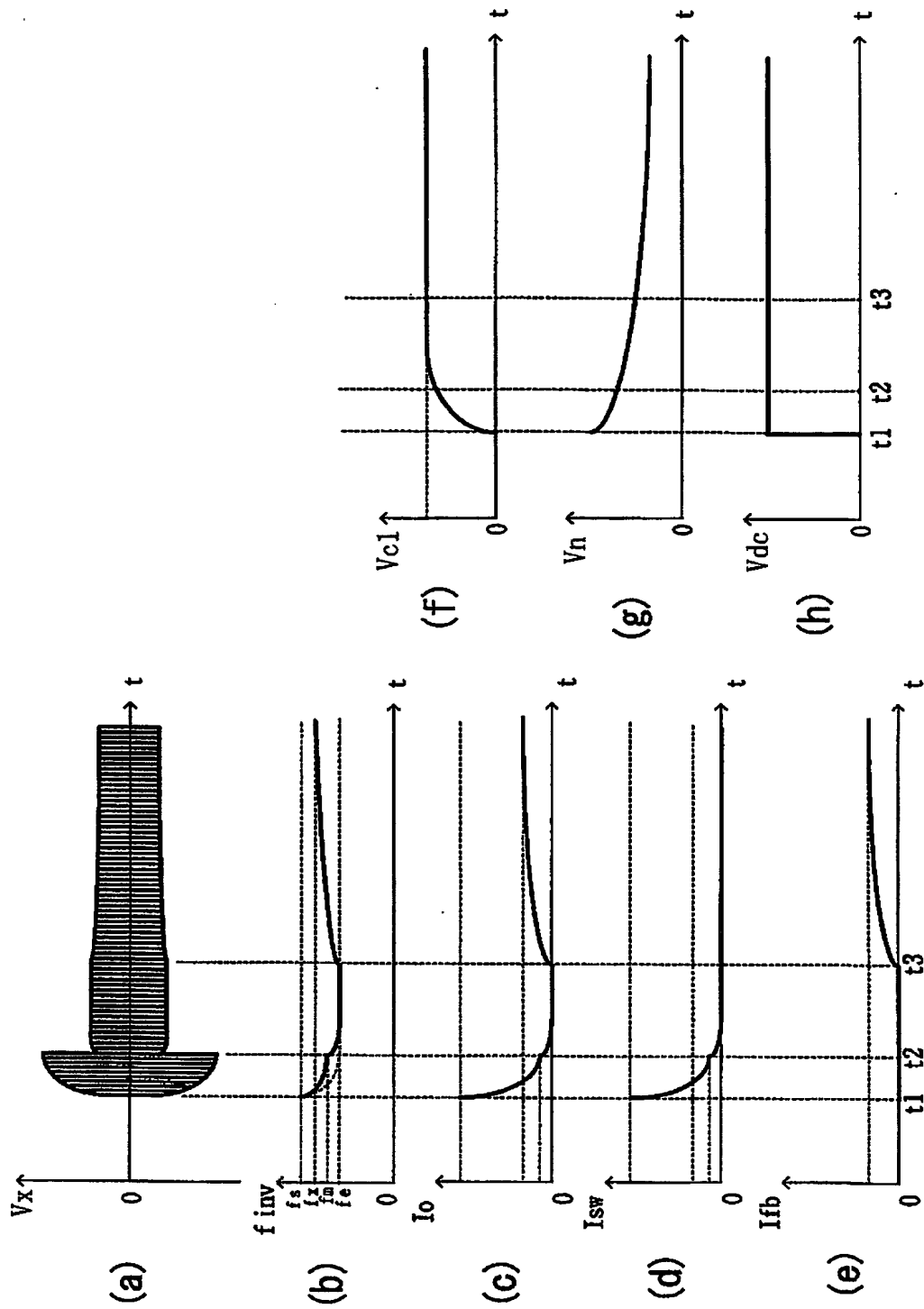
- 9 電力変換回路
- 13 始動回路
- 14 電圧検出回路
- 16 駆動回路
- 17 制御回路
- I<sub>o</sub> 制御電流
- I<sub>sw</sub> 第1の制御電流
- I<sub>fb</sub> 第2の制御電流

【書類名】 図面  
【図 1】

- 9 電力変換回路
- 13 始動回路
- 14 電圧検出回路
- 16 駆動回路
- 17 制御回路
- $I_o$  制御電流
- $I_{sw}$  第1の制御電流
- $I_{fb}$  第2の制御電流

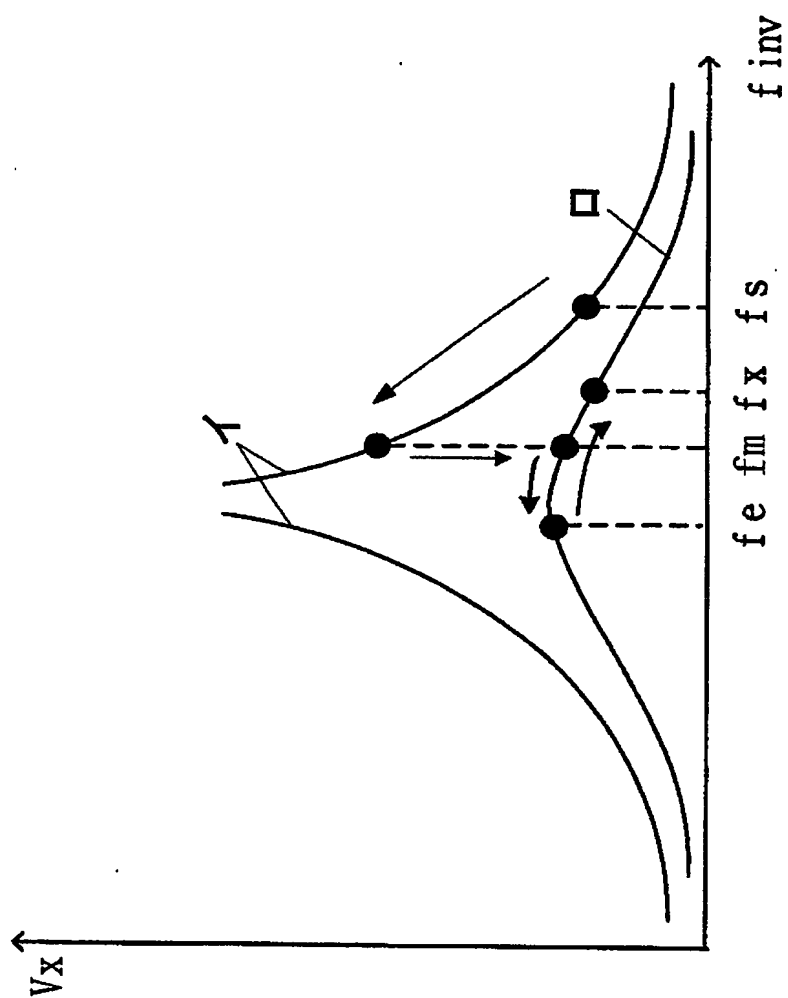


【図 2】

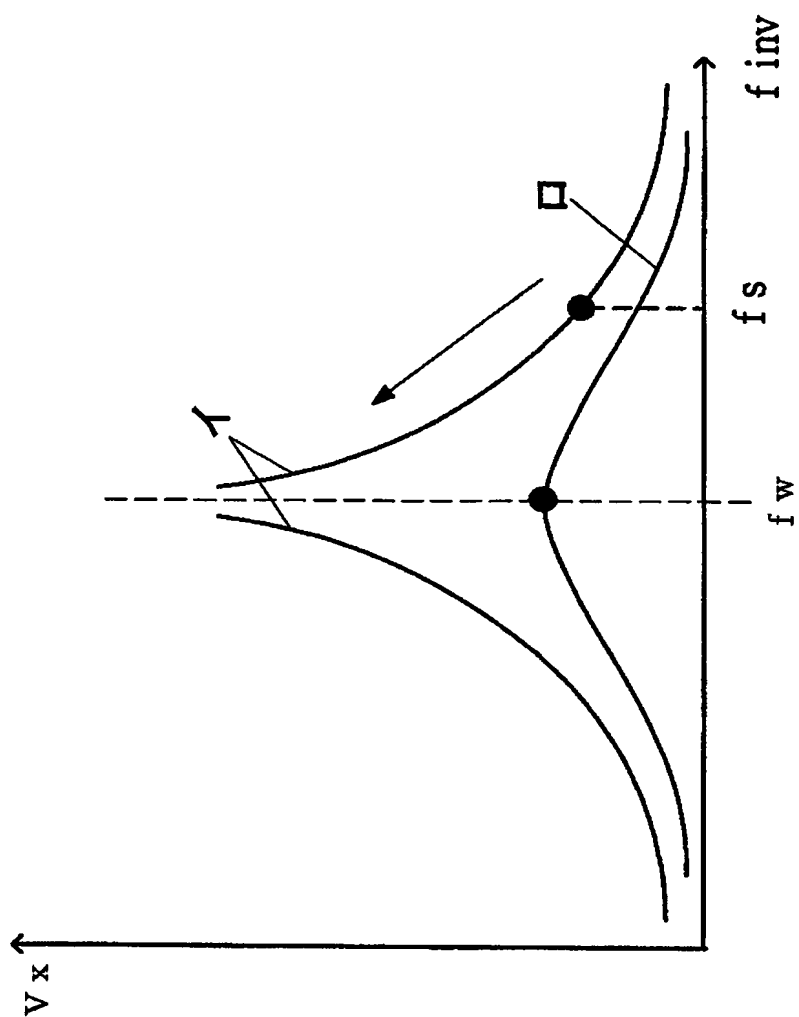




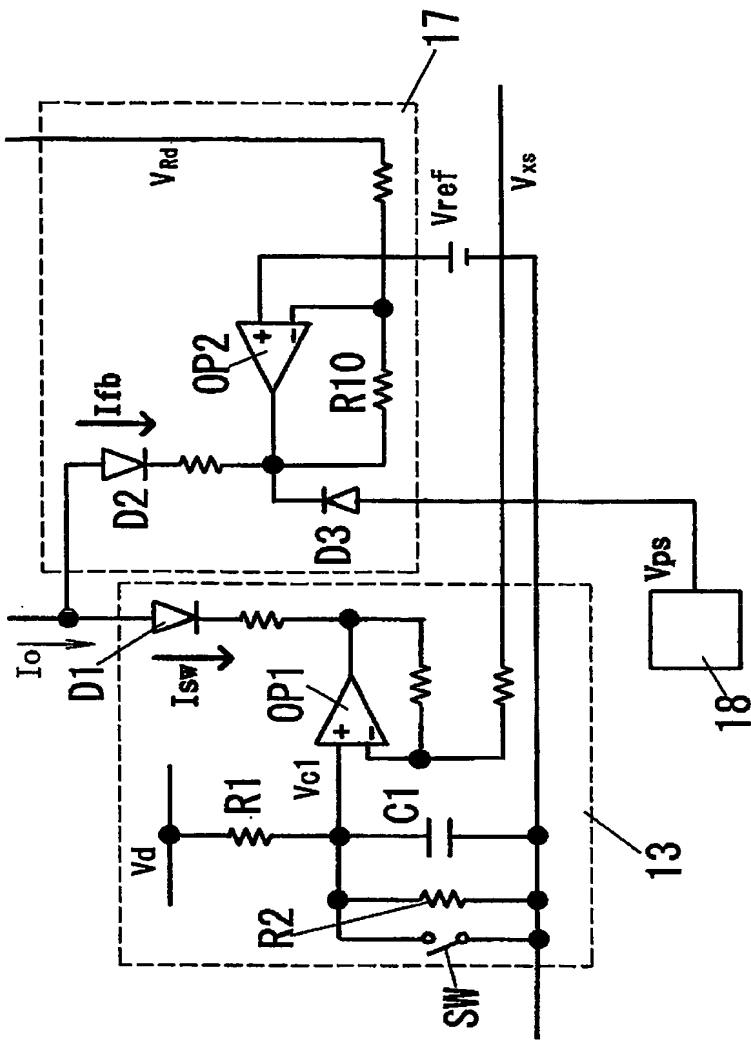
【図 3】



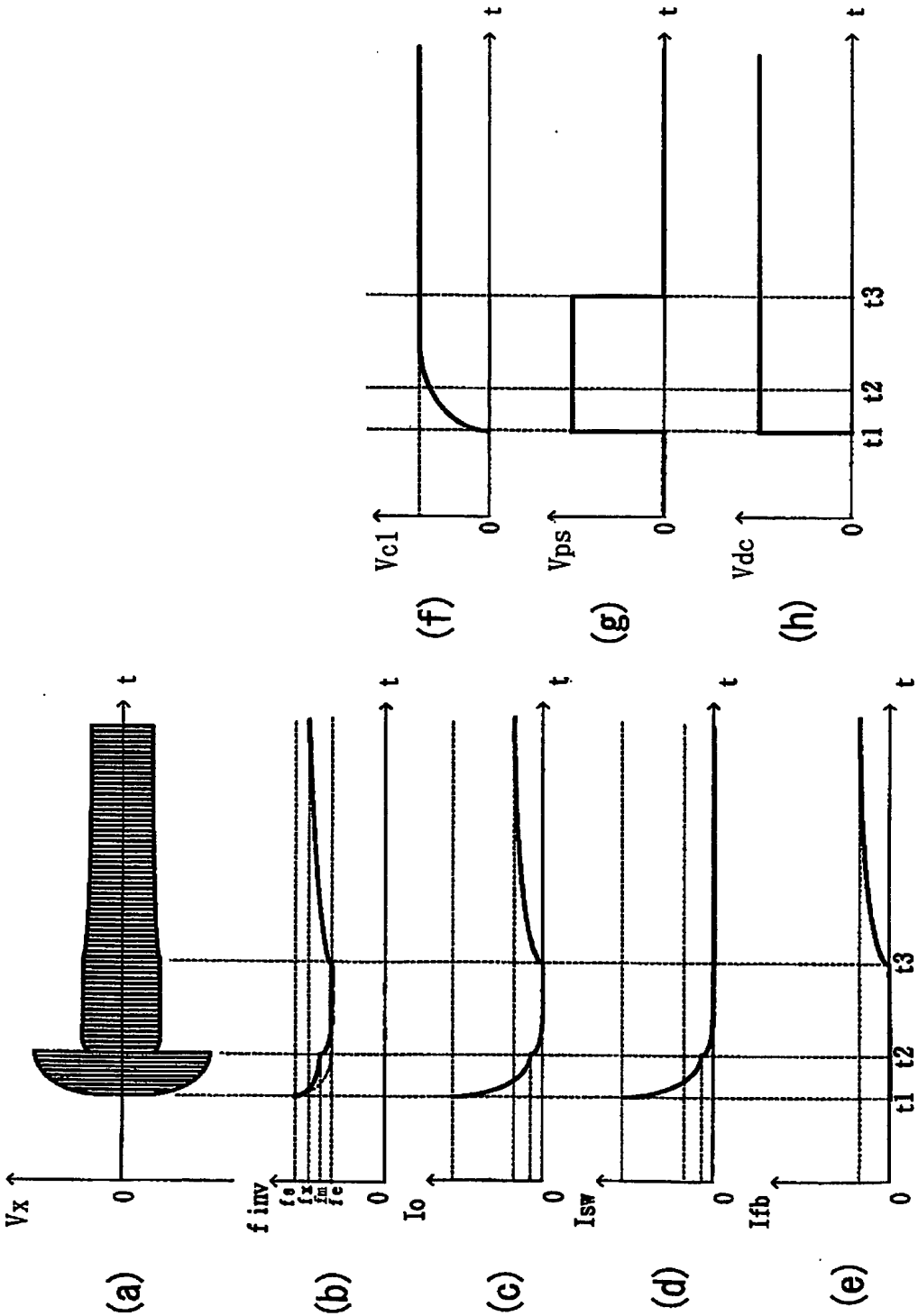
【図 4】



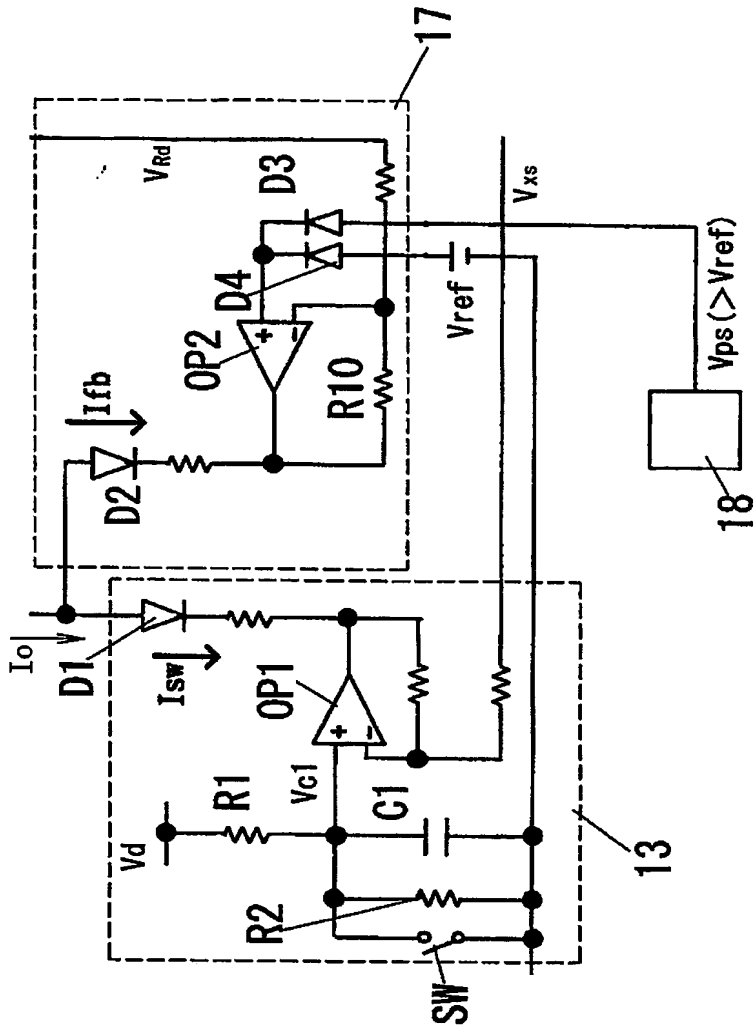
【図 5】



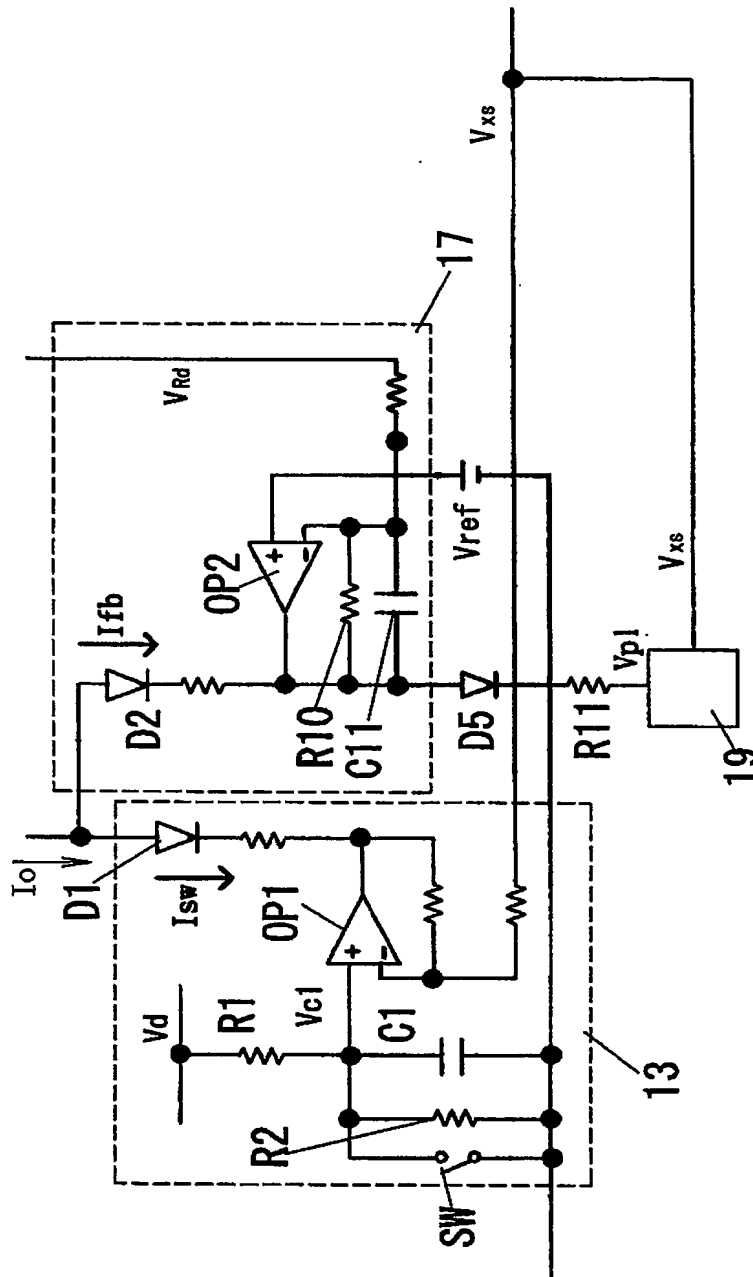
【図 6】



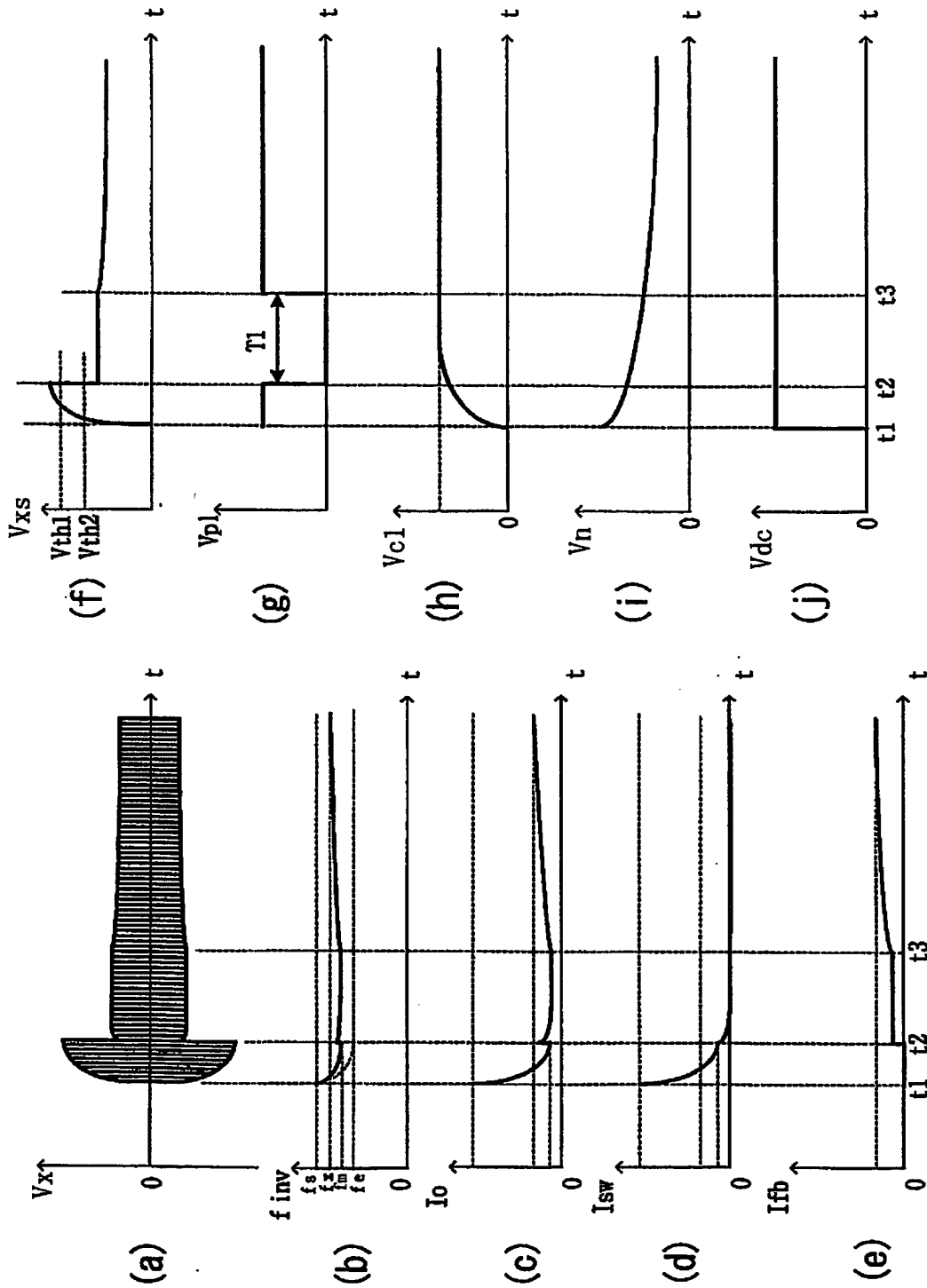
【図 7】



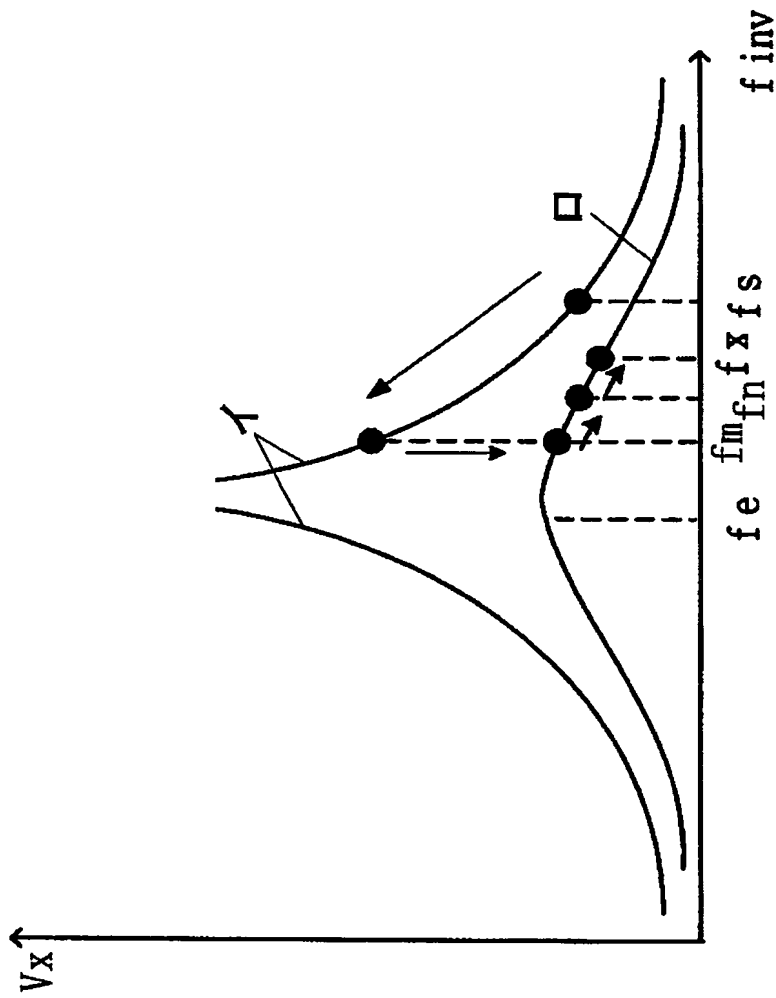
【图 8】



【図 9】

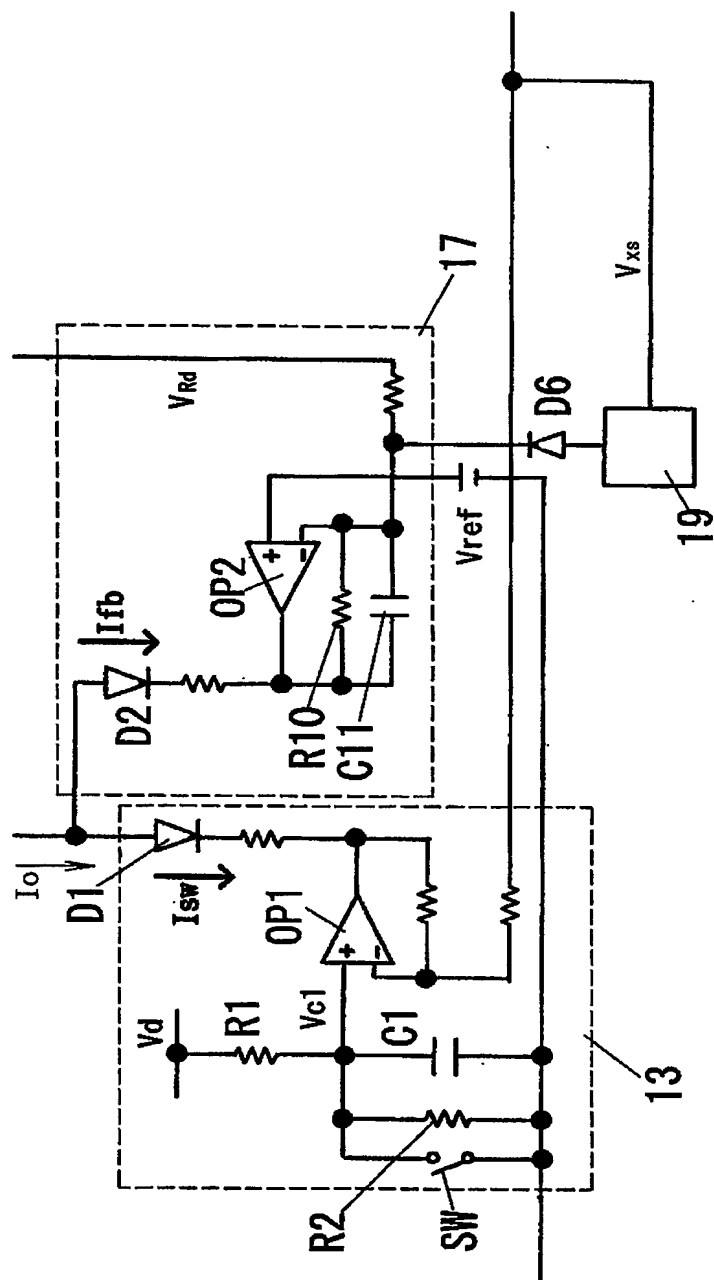


【図 10】

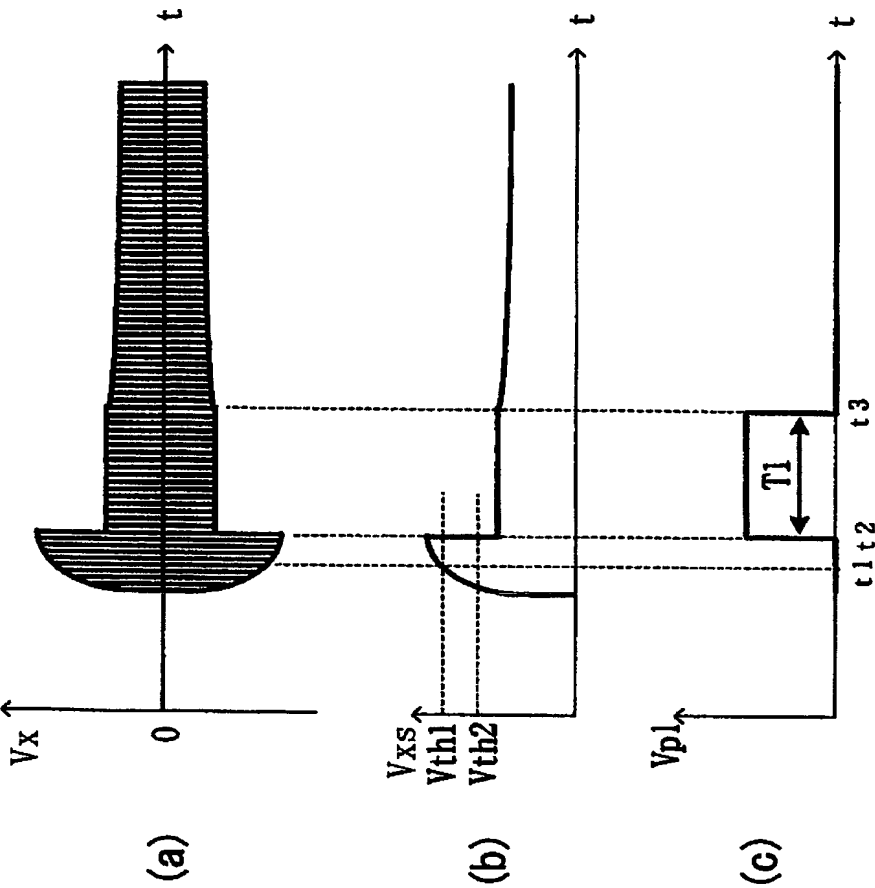




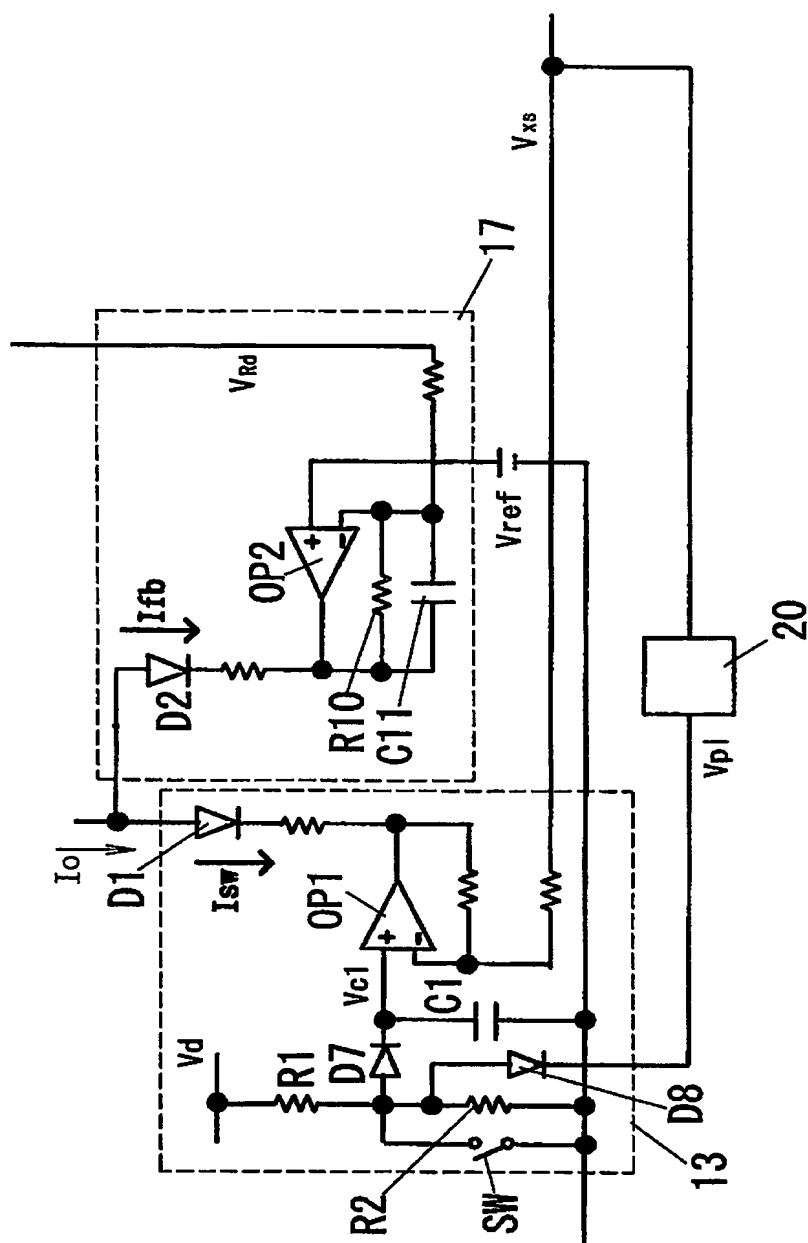
【図 11】



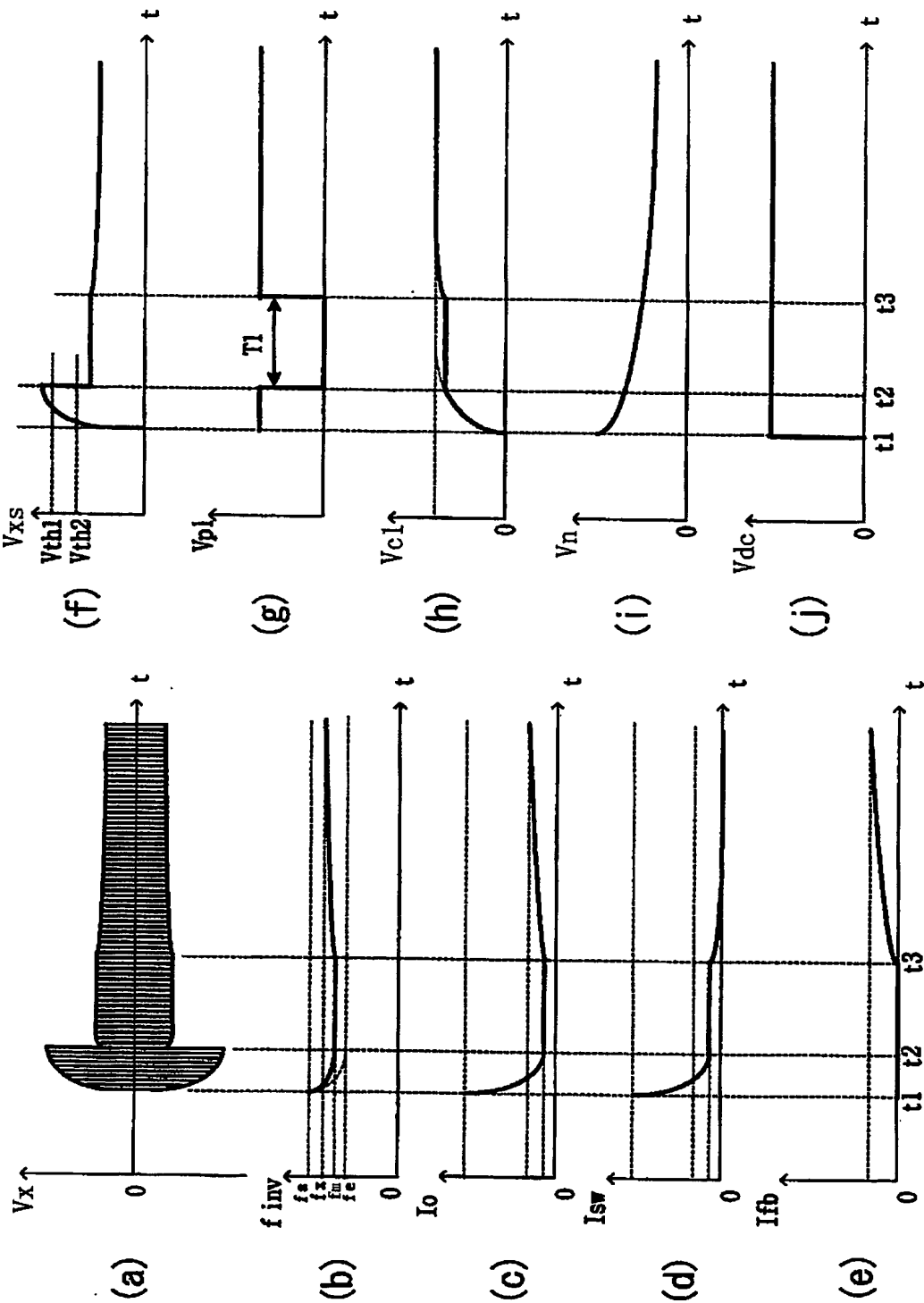
【図 12】



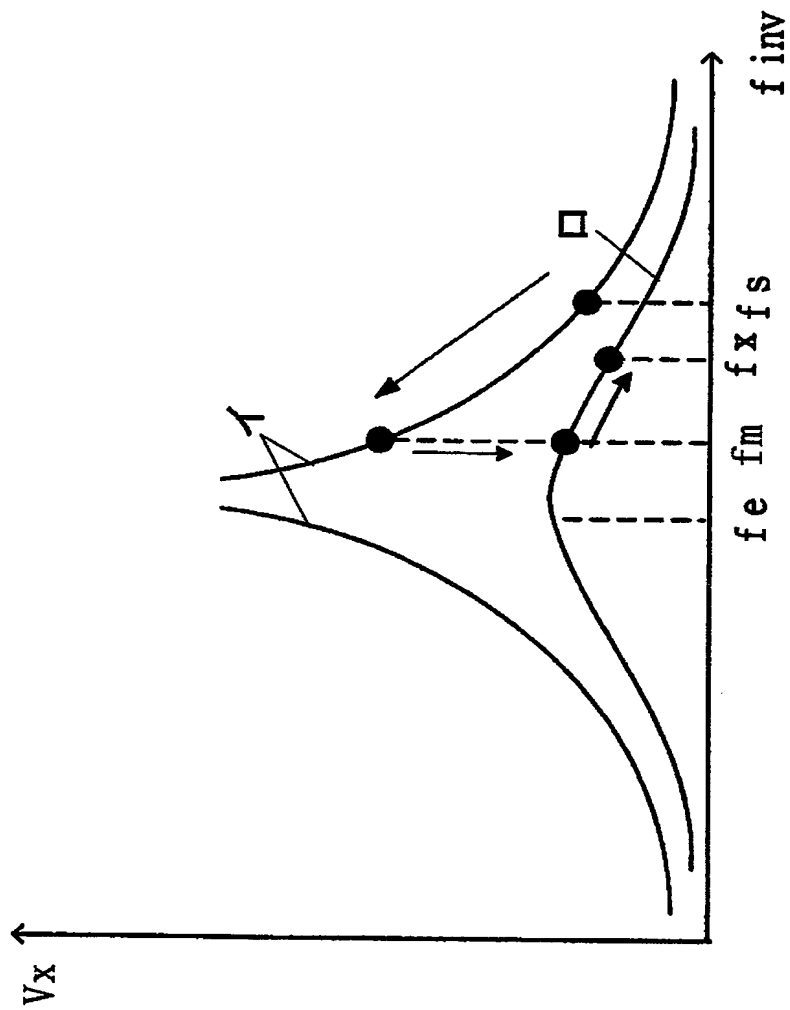
【図 13】



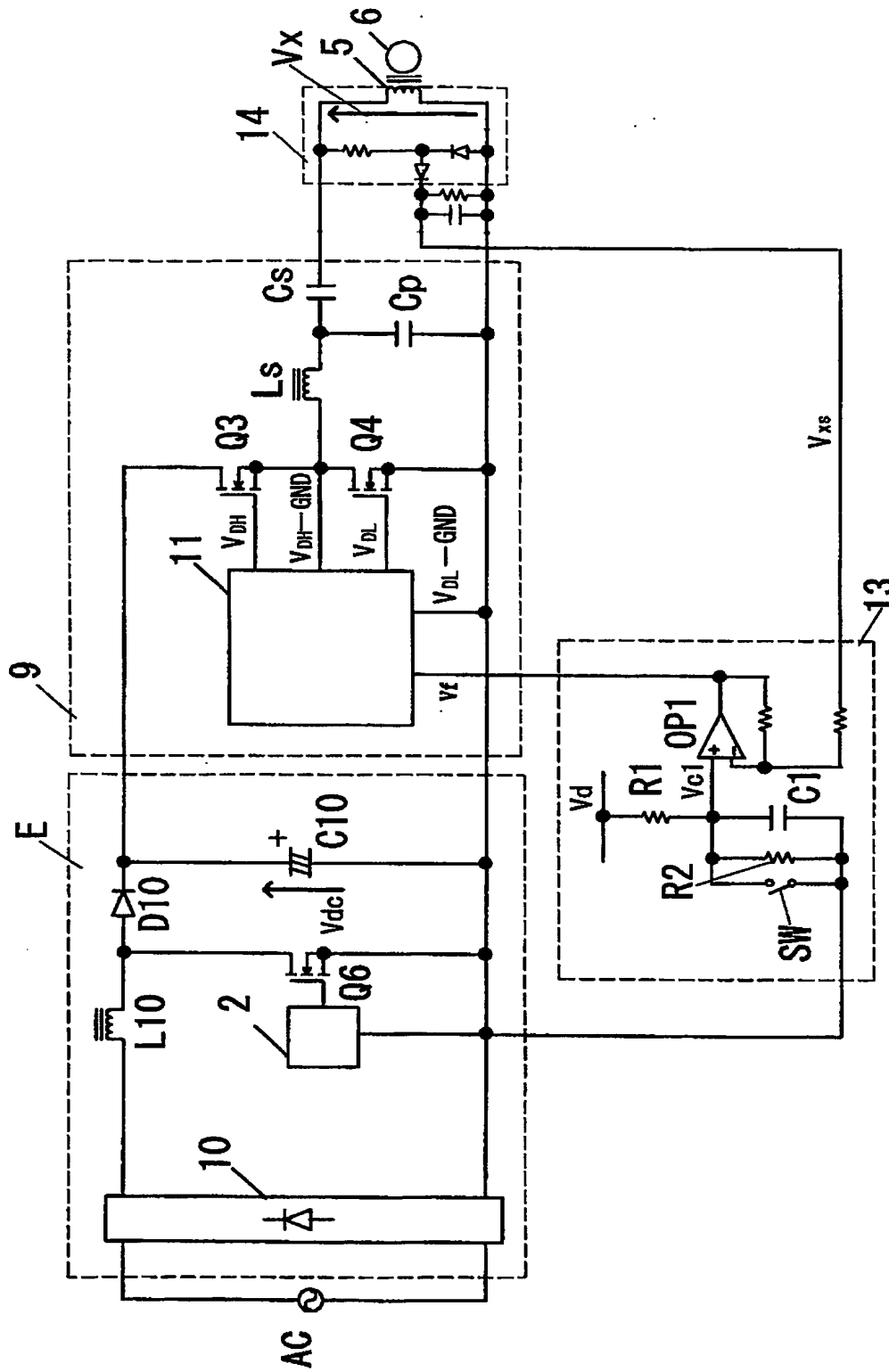
【図 14】



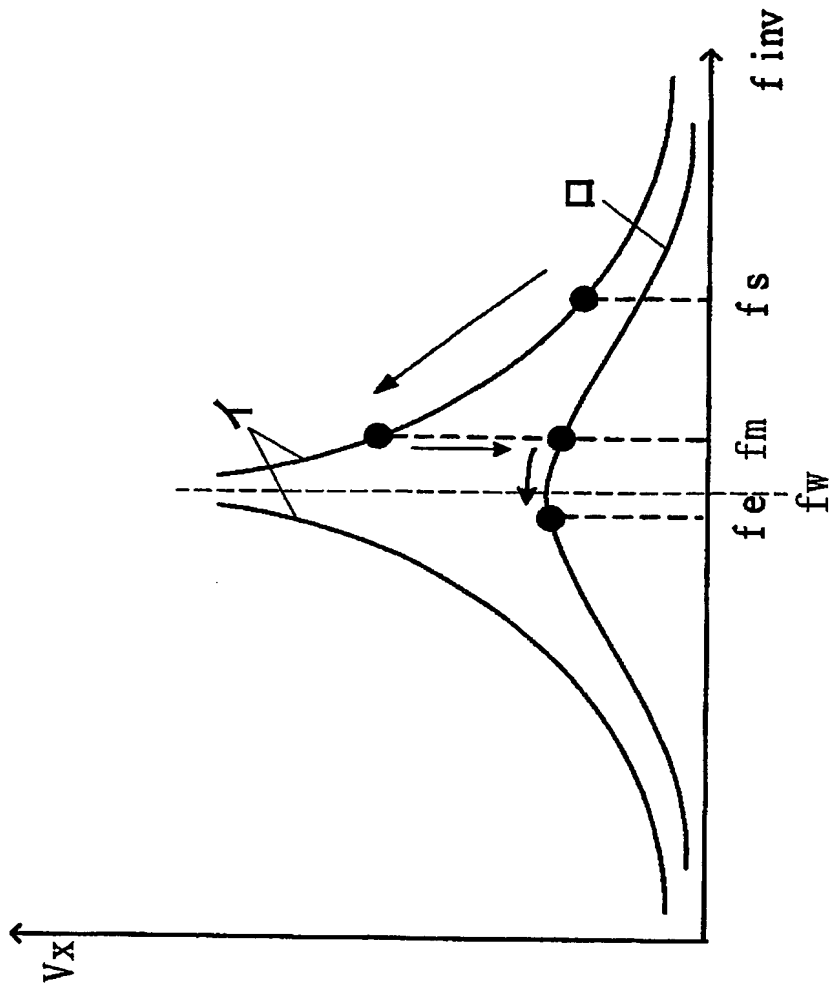
【図 15】



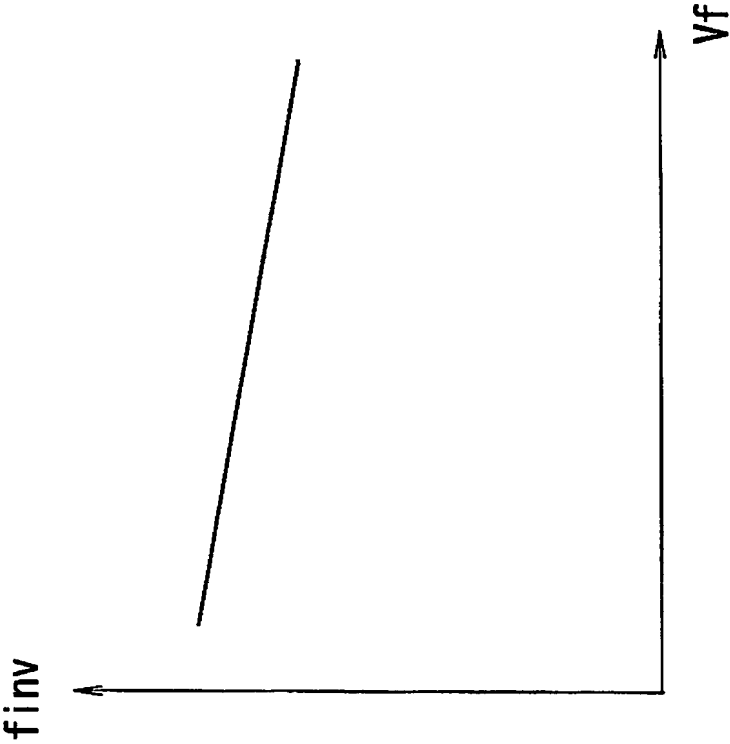
【図16】



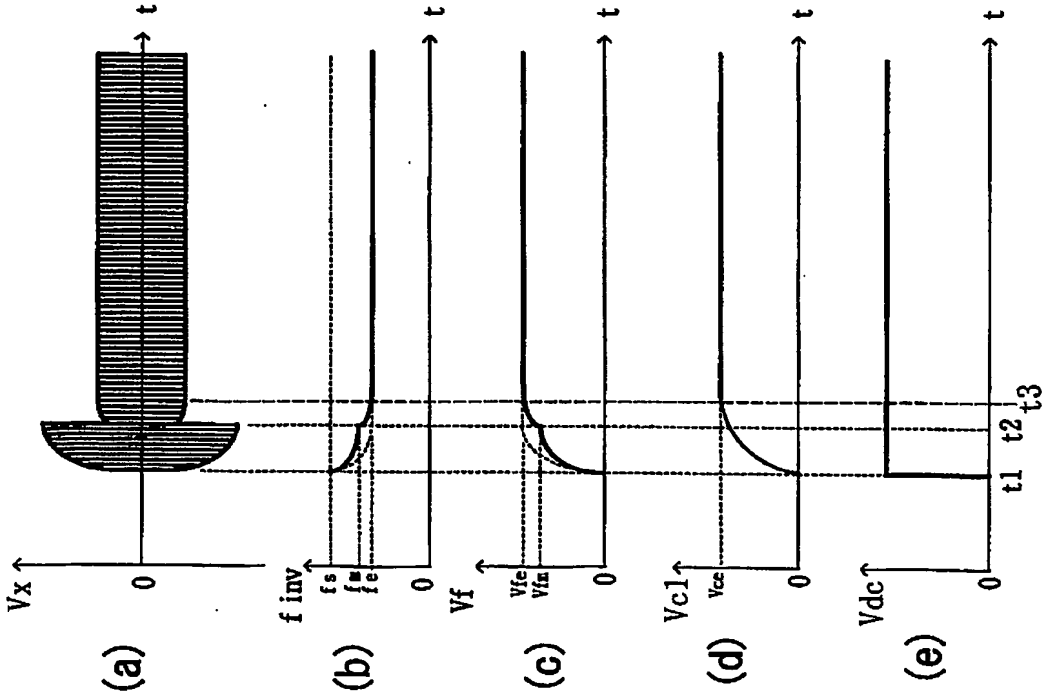
【図 17】



【図 18】



【図 19】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 無電極放電灯の安定した始動、点灯と回路部品へのストレスの低減を可能とする。

【解決手段】 共振回路に流れる共振電流を検出する電流検出回路（抵抗 $R_d$ ）と、電流検出回路の検出電流を参照して電力変換回路 9 の出力電圧 $V_x$ が所望のレベルとなるように駆動回路 16 を制御して駆動回路 16 の動作周波数 $f_{inv}$ を変化させる制御回路 17 を備える。駆動回路 16 は始動回路 13 が出力する第 1 の制御電流 $I_{sw}$ と、制御回路 17 が出力する第 2 の制御電流 $I_{fb}$ とを加算した制御電流 $I_o$ に応じて動作周波数 $f_{inv}$ を変化させる。無電極放電灯 6 の始動点灯後に電力変換回路 9 の高周波出力が過大となる期間が短くなるから、従来例に比較して回路部品へのストレスを低減できる。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 3 9 4 6 8 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 5 8 3 2 ]

1. 変更新月日 1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地

氏 名 松下電工株式会社

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP04/017451

International filing date: 25 November 2004 (25.11.2004)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP  
Number: 2003-394685  
Filing date: 25 November 2003 (25.11.2003)

Date of receipt at the International Bureau: 24 February 2005 (24.02.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse